

## Filtre Dual Behavior Resonator (DBR) à réponse plate en bande C

Faramalala Ralarioely<sup>1,2</sup>, Cédric Quendo<sup>1,2</sup>, Jean-François Favenne<sup>1,2</sup>, Eric Rius<sup>1,2</sup>, Benjamin Potelon<sup>1,2</sup>, Christian Person<sup>1,3</sup>, Laetitia Rigaudeau<sup>4</sup>, Pascal Moroni<sup>5</sup>

<sup>1</sup>Université Européenne de Bretagne, France

<sup>2</sup>Université de Brest; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, ISSTB6 avenue Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest Cedex 3

<sup>3</sup>Télécom-Bretagne; CNRS UMR 3192 Lab-STICC, Technopôle Brest-Iroise, CS 83818, 29238 Brest Cedex 3

<sup>4</sup>CNES, 18 avenue Edouard Belin, 31401 Toulouse cedex 9

<sup>5</sup>Thales Alenia Space, 26 avenue J.F. Champollion - B.P. 1187 - 31037 Toulouse Cedex 1  
faramalala.ralarioely@univ-brest.fr

### Résumé

Il existe de nombreuses méthodes de synthèse plus ou moins générales, et plus ou moins adaptées à l'utilisation de matrice de couplage. Certaines sont facilement programmables, d'autres demandent une mise en œuvre beaucoup plus lourde. Nous exposerons dans ce papier, la méthode développée par Zabalawi [1] que l'on adaptera à une topologie particulière du filtre DBR. Cette méthode, valable pour un ordre 6 permet d'avoir des filtres à temps de propagation de groupe le plus plat possible dans la bande passante c'est-à-dire à phase linéaire. La maîtrise simultanée de la phase et de l'amplitude impose d'utiliser des filtres à phase non minimum, c'est-à-dire possédant un ou plusieurs zéros de transmission complexes ou réels, localisés dans le demi-plan droit du plan complexe. Dans un premier temps, nous expliquerons brièvement le principe de fonctionnement de cette topologie particulière. Ensuite, nous exposerons la procédure de synthèse à partir de la matrice nodale jusqu'à la réalisation du circuit. Cette représentation matricielle particulière se distinguant des représentations classiques.

### 1. Introduction

La conception des filtres reste un point délicat dans la mise en œuvre de beaucoup de systèmes hyperfréquences. Ces filtres, présents notamment dans les charges utiles de satellites représentent une proportion importante tant en poids qu'en volume des équipements embarqués. Bien que les critères en amplitude soient très importants, les critères en phase le sont aussi. En effet, la linéarisation de la phase associée à la forte réjection, mais aussi le contrôle de la platitude dans la bande passante sont des spécifications critiques, toujours délicates à bien maîtriser. Après avoir expliqué le principe de fonctionnement du DBR [2], nous débuterons par une brève présentation de la méthode de synthèse de Zabalawi [1] permettant de contrôler à la fois le TPG et les zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante. Ensuite, nous décrirons la procédure

de synthèse en partant de la matrice nodale jusqu'à la réalisation du circuit.

### 2. Principe du résonateur DBR

DBR est l'acronyme de Dual Behavior Resonator désignant le comportement dual du résonateur c'est-à-dire à la fois passe-bande et coupe-bande. Un résonateur DBR consiste en l'association en parallèle de deux structures coupe-bande différentes. Ces structures sont généralement de même nature mais de caractéristiques électriques différentes. Elles peuvent être par exemple des stubs en circuit-ouvert d'impédances caractéristiques  $Z_{s1}$  et  $Z_{s2}$ . C'est le cas le plus simple. Le schéma de principe ainsi que la réponse associée sont présentés sur la figure 1.

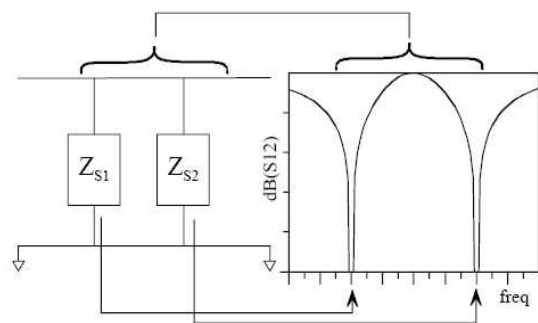


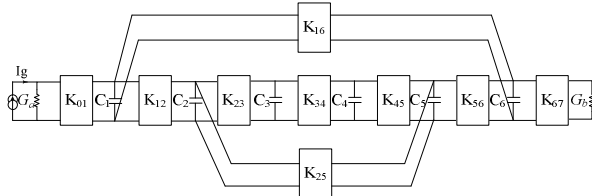
Figure 1. Structure résonante de base du DBR.

### 3. Méthode de synthèse de Zabalawi

#### 3.a. Description

Une méthode analytique facilement programmable sur ordinateur a été proposée par Zabalawi [1]. Cette méthode n'est valable que pour un filtre d'ordre 6 présentant un premier couplage entre les résonateurs 1 et 6 et un second couplage entre les résonateurs 2 et 5. Cette procédure associe une fonction de filtrage à phase non minimum au prototype passe-bas généralisé de la figure 2. Cette figure décrit un prototype passe-bas normalisé d'ordre 6 présentant un couplage entre les

résonateurs non adjacents 1-6 et les résonateurs non-adjacents 2-5. Les résonateurs sont représentés par des capacités tandis que les inverseurs quart d'onde et les couplages entre les résonateurs non-adjacents sont représentés par des inverseurs d'impédances idéaux «K».



**Figure 2. Prototype passe-bas d'ordre 6 présentant des couplages entre les nœuds 1-6 et 2-5.**

La fonction de transfert de ce prototype passe-bas est donnée par la relation :

$$S_{21}(p) = A \frac{(p^2 + z_i^2)(p^2 + z_{II}^2)}{\prod_{i=1}^6 (p + p_i)} \quad (1)$$

A est une constante et les  $p_i = \sigma_i + j\omega_i$  représentent les pôles.  $\sigma_i$  est positif afin d'assurer la stabilité.

Pour maîtriser l'amplitude et la phase dans la bande passante et aussi contrôler l'amplitude dans la bande d'arrêt, il nous faut donc :

- une paire de zéros de transmissions purement imaginaires pour contrôler l'amplitude

$$z_i^2 = \omega_f^2 \quad (2)$$

- une paire de zéros de transmissions purement réels pour contrôler la phase

$$z_{II}^2 = \sigma_z^2 \quad (3)$$

La représentation sous la forme d'une matrice nodale du filtre passe-bas normalisé est donnée par :

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1 & jK_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jK_{01} & C_1 p & jK_{12} & 0 & 0 & 0 & jK_{16} & 0 \\ 0 & jK_{12} & C_2 p & jK_{23} & 0 & jK_{25} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jK_{23} & C_3 p & jK_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jK_{34} & C_4 p & jK_{45} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jK_{52} & 0 & jK_{45} & C_5 p & jK_{56} & 0 \\ 0 & jK_{61} & 0 & 0 & 0 & jK_{56} & C_6 p & jK_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & jK_{67} & 1 \end{bmatrix}$$

**Figure 3. Expression matricielle nodale d'un prototype passe-bas d'ordre 6 avec des couplages entre les nœuds 1-6 et 2-5.**

Cette matrice nodale est obtenue en écrivant les équations aux nœuds du réseau de la figure 2 c'est-à-dire les courants d'entrée et de sortie de chacun des inverseurs d'impédances.

Contrairement à la matrice de couplage classique, la diagonale principale de cette matrice est non nulle. Sur la diagonale principale, on a les expressions qui rendent compte des résonateurs. Sur les diagonales secondaires supérieure et inférieure, on a les éléments qui rendent compte des liaisons entre les résonateurs.

Comme le réseau est symétrique, nous avons :

- pour les capacités :

$$C_1 = C_6, \quad C_2 = C_5 \quad \text{et} \quad C_3 = C_4$$

- pour les inverseurs :

$$K_{01} = K_{67}, \quad K_{12} = K_{56} \quad \text{et} \quad K_{23} = K_{45}$$

- pour les inverseurs :

$$K_{16} = K_{61} \quad \text{et} \quad K_{25} = K_{52}$$

Les expressions analytiques reliant les  $C_i$  et les  $K_{ij}$  du circuit présenté à la figure 2 aux zéros du dénominateur de la fonction de transfert ont été développées par Zabalawi [1].

### 3.b. Procédure de synthèse

Après avoir déterminé toutes les expressions analytiques nécessaires, nous pouvons maintenant calculer les coefficients de la matrice nodale. Les valeurs des coefficients  $\omega_f$  et  $\sigma_z$  déterminant le positionnement des zéros de transmissions sur l'axe complexe seront choisis au préalable. Nous obtenons ainsi les valeurs des capacités  $C_i$ , des inverseurs  $K_{ij}$  ainsi que les valeurs des couplages. Ces valeurs sont ensuite entrées sur un prototype passe-bas idéal. Des transformations de fréquence (transformation passe-bas/passe-bande) et d'impédance sont alors effectuées pour obtenir le filtre passe-bande en localisés. La synthèse est terminée lorsqu'on a réalisé la transformation passe-bande localisé/passe-bande DBR. Pour passer du filtre passe-bande localisé au filtre passe-bande DBR, nous avons besoin de connaître le paramètre de pente du résonateur LC et celui du résonateur DBR.

Pour le résonateur LC de pulsation centrale  $\omega_0$ , le paramètre de pente est donné par la relation suivante :

$$b_{LC} = C_i \omega_0 \quad (4)$$

Le paramètre de pente calculé à la fréquence centrale  $f_0$  du résonateur DBR, constitué de deux stubs basse et haute fréquence  $i$  et  $j$ , d'impédances caractéristiques  $Z_{si}$  et  $Z_{sj}$ , de longueurs  $l_i$  et  $l_j$  en circuit-ouvert et quart d'onde à  $k_{if_0}$  et  $k_{jf_0}$  est donné par :

$$b_{DBR} = Y_{sj} \frac{\pi}{4} \left[ \frac{1 + \tan^2 \theta_{sj}}{k_j} - \frac{1 + \tan^2 \theta_{si}}{k_i \tan^2 \theta_{si}} \tan^2 \theta_{sj} \right] \quad (5)$$

Où  $Y_{sj}$  est l'admittance caractéristique du stub  $j$ . Les  $\theta_{si}$  et  $\theta_{sj}$  sont déterminés à partir des longueurs des stubs  $l_i$  et  $l_j$ .

$$\theta_{si} = \frac{2\pi k_i l_i}{\lambda_0} \quad (6)$$

$$\theta_{sj} = \frac{2\pi k_j l_j}{\lambda_0} \quad (7)$$

En identifiant les deux paramètres de pente, nous obtenons l'expression analytique de la capacité  $C_i$  qui permettra de calculer les impédances caractéristiques des deux stubs du résonateur DBR du filtre passe-bande.

Les valeurs des impédances des stubs du filtre passe-bande DBR de bande passante relative  $BPr$  sont :

$$Z_{sj} = \frac{\pi B Pr}{C_i} (r - s) \quad (8)$$

$$Z_{si} = \frac{-Z_{sj} \tan \theta_{sj}}{\tan \theta_{sj}} \quad (9)$$

Où :

$$r = \frac{1 + \tan^2 \theta_{sj}}{k_j} \quad (10)$$

$$s = \frac{1 + \tan^2 \theta_{si}}{k_i \tan \theta_{si}} \tan \theta_{sj} \quad (11)$$

### 3.c. Mise en application de la méthode

Prenons un filtre DBR réalisé sur un substrat d'alumine de hauteur 254  $\mu\text{m}$ , de permittivité de 9.9 et de tangente de perte de  $3.10^{-4}$ . La fréquence centrale du filtre est fixée à 4 GHz pour une bande passante relative de 16%. Les zéros de transmissions basse et haute fréquences sont placés respectivement à 2.8 GHz et 5.4 GHz. Les valeurs des paramètres  $\omega_f$  et  $\sigma_z$  sont respectivement 1.45 et 0.85.

Les caractéristiques électriques du filtre sont présentées dans le tableau 1. La matrice nodale obtenue est la suivante :

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & 1.011p & j & 0 & 0 & 0 & j0.079 & 0 \\ 0 & j & 1.4325p & j & 0 & -j0.00186 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j & 1.9402p & j1.1837 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j1.1837 & 1.9402p & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j0.00186 & 0 & j & 1.4325p & j & 0 \\ 0 & j0.079 & 0 & 0 & 0 & j & 1.011p & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j & 1 \end{bmatrix}$$

Figure 4. Matrice nodale d'un filtre DBR d'ordre 6 avec un couplage entre les résonateurs 1-6 et les résonateurs 2-5.

Paramètres électriques	$f_{z1}=2.8 \text{ GHz}$ $f_{z2}=5.4 \text{ GHz}$ $f_0=4 \text{ GHz}$ $BPr=16\%$
Impédances caractéristiques des stubs	$Z_{s11}=29.09 \Omega$ $Z_{s12}=61.17 \Omega$ $Z_{s21}=28.81 \Omega$ $Z_{s22}=60.17 \Omega$ $Z_{s31}=29.11 \Omega$ $Z_{s32}=61.23 \Omega$
Impédances caractéristiques des stubs	$Z_{c01}=Z_{c67}=42.22 \Omega$ $Z_{c12}=Z_{c56}=42.10 \Omega$ $Z_{c23}=Z_{c45}=58.34 \Omega$ $Z_{c34}=57.86 \Omega$
Longueurs des stubs BF et HF dans l'air	$ls_1=26.88 \text{ mm}$ $ls_2=14.36 \text{ mm}$
Longueurs des inverseurs dans l'air	$linv=19 \text{ mm}$
Valeurs des couplages	$K16=K61=0.0794$ $K25=K52=-0.00186$
Autres paramètres	$\omega_f=1.45$ $\sigma_z=0.85$

Tableau 1 : Paramètres d'entrée et de sortie de la synthèse du filtre DBR d'ordre 6.

Le masque du filtre est présenté sur la figure 5. Les résultats de simulations et les résultats de mesures sont présentés sur la figure 6.

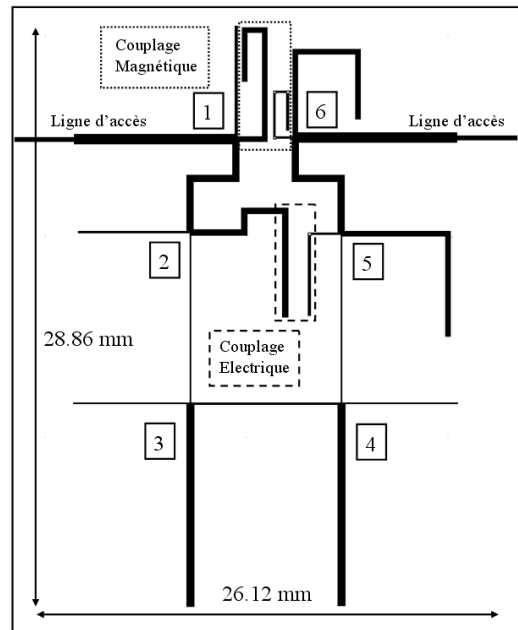
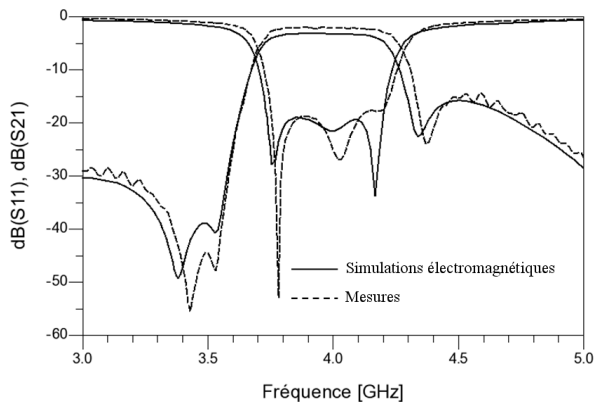


Figure 5 : Masque du filtre DBR d'ordre 6 à couplages croisés magnétique et électrique.



**Figure 6 : Simulations électromagnétiques et mesures du filtre DBR d'ordre 6 à couplages croisés magnétique et électrique.**

Les performances électriques du filtre sont présentées dans le tableau ci-après :

Résultats	Platitude (dB)	Pertes d'insertion (dB)
Simulés	0.25	3.46
Mesurés	0.26	2.65

**Tableau 2 : Récapitulatif des résultats.**

On remarque une bonne concordance entre les deux résultats malgré un décalage en fréquence pour la mesure. Ce décalage peut provenir d'un couplage ou d'une longueur mal pris en compte lors de la simulation. Concernant les performances électriques, les pertes d'insertions mesurées sont d'environ 2.38 dB (3.46 dB lors de la simulation). La platitude mesurée est de 0.24 dB (platitude simulée de 0.26 dB). L'adaptation est meilleure que 15 dB.

#### 4. Conclusion

Dans ce papier, une synthèse a été présentée permettant de compléter la synthèse classique du filtre DBR. Nous avons défini un modèle de couplage croisé basé sur le DBR à partir des analyses matricielles de Zabalawi [1] en utilisant la matrice nodale. Nous avons ainsi réussi à mixer deux types de synthèse classiquement dédiés aux filtres planaires (paramètre de pente) et aux filtres volumiques (matrice de couplage). Les résultats présentés sont concluants et permettent de valider notre concept. Le formalisme proposé ne permet cependant pas de prendre en compte les phénomènes physiques mis en jeu pour faciliter le réglage électromagnétique.

#### 5. Bibliographie

- [1] Zabalawi « *A Generalized Chebyshev Channelizing Filter* », Circuit Theory and Applications, vol°13, 37-45, 1985.
- [2] C. Quendo, E. Rius, C. Person « *Narrow Bandpass Filters Using Dual Behavior Resonators (DBRs)* », IEEE

Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, n°3, Mars 2003.

[3] R. J. Cameron, « *General Coupling Matrix Synthesis Methods For Chebyshev Filtering Functions* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, pp. 433-442, April 1999.

[4] J. D. Rhodes, « *A Lowpass Prototype Network For Microwave Linear Phase filter* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 18, pp. 290-301, June 1970.

[5] L. Young, G. Matthaei and E. M. T. Jones « *Microwaves Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures* », Boston, Artech House, 1980. 1096p.

[6] J. D. Rhodes, « *The Generalized direct coupled cavity Linear phase Filter* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 18, pp. 308-3013, June 1970.

[7] A. E. Atia, A. E. Williams, and R. W. Newcomb, « *Narrow-band Multiplied-Coupled cavity Synthesis* », IEEE Transactions Circuits Systems, Vol. CAS-21, pp. 649-655, September 1974.